

(19)



Europäisches Patentamt  
European Patent Office  
Office européen des brevets



(11)

**EP 0 820 212 A2**

(12)

**EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:  
21.01.1998 Patentblatt 1998/04

(51) Int Cl.<sup>6</sup>: **H04R 25/00**

(21) Anmeldenummer: **97810460.2**

(22) Anmeldetag: **11.07.1997**

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**AT BE CH DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC  
NL PT SE**

(30) Priorität: **19.07.1996 CH 1823/96**

(71) Anmelder: **Bernafon AG  
3018 Bern (CH)**

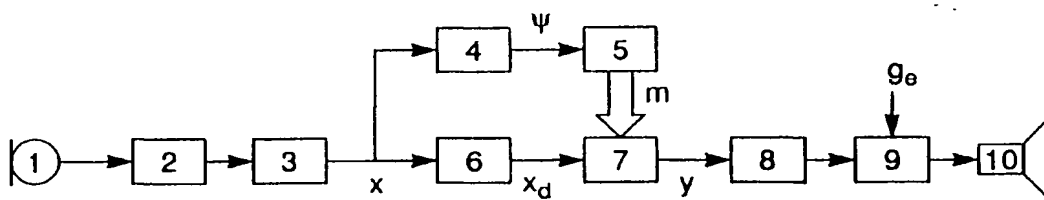
(72) Erfinder:  
• **Schaub, Arthur  
8633 Wolfhausen (CH)**  
• **Leber, Remo  
8608 Bubikon (CH)**

(74) Vertreter: **Frel, Alexandra Sarah  
Frel Patentanwaltsbüro  
Postfach 768  
8029 Zürich (CH)**

**(54) Lautheitsgesteuerte Verarbeitung akustischer Signale**

(57) Mit dem Verfahren werden akustische Signale bspw. in Hörgeräten auf eine solche Weise lautheitsgesteuert verarbeitet, dass die vom Hörbehinderten subjektiv empfundene Lautheit wieder stets der von Normalhörenden empfundenen Lautheit entspricht. Die Signalverarbeitung erfolgt ohne Fouriertransformation und ohne Aufteilung des Signals in Teilbandsignale auf iterative Weise vollständig im Zeitbereich. Damit wird der Nachteil inakzeptabel langer Signalverzögerungszeiten bekannter Verfahren eliminiert und eine prakti-

sche Nutzung überhaupt erst ermöglicht. Die Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens enthält eine Verarbeitungsstufe (4) zur iterativen Berechnung einer für die Lautheit charakteristischen Steuergrösse ( $\psi$ ) und eine damit zeitabhängig gesteuerte Korrekturfilterstufe (7). Das erfindungsgemässe Verfahren erfordert gegenüber bekannten Verfahren nur drastisch reduzierte Verarbeitungsressourcen, was hauptsächlich auf die besonders effiziente und unkonventionelle Ausführung der Verarbeitungsstufen zurückzuführen ist.



**Fig. 1**

**EP 0 820 212 A2**

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur lautheitsgesteuerten Verarbeitung akustischer Signale in Schallverarbeitungsgeräten sowie eine Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens gemäss den Oberbegriffen der unabhängigen Patentansprüche. Die Erfindung eignet sich besonders für den Einsatz in Hörgeräten für Hörbehinderte; eintreffende akustische Signale werden auf eine solche Weise verarbeitet, dass die vom Hörbehinderten subjektiv empfundene Lautheit wieder stets der von Normalhörenden empfundenen Lautheit entspricht.

Die Idee der lautheitsgesteuerten Verarbeitung akustischer Signale ist seit längerem bekannt und von verschiedenen Autoren in der Fachliteratur beschrieben worden, so z.B. auch von N. Dillier et al. im "Journal of Rehabilitation Research and Development", Vol. 30, No. 1, 1993, S. 100-103. Das Verfahren beruht darauf, dass Normalhörenden und Hörbehinderten bekannte Testsignale zur Beurteilung der subjektiv empfundenen Lautheit vorgeführt werden. Als Testsignale werden harmonische Sinussignale oder Schmalbandrauschen verwendet. Die subjektiv empfundene Lautheit hängt von der Signalleistung und von der Frequenz eines Sinussignals, bzw. von der Frequenz der dominanten Signalkomponenten eines komplexen Signals, ab. Die subjektiven Lautheitsangaben werden auf einer normierten Skala mit Wertebereich [0, 1] erfasst. Durch Vergleich der Angaben eines Hörbehinderten mit jenen einer Referenzgruppe Normalhörender lassen sich hörbehindertenspezifische, lautheitsabhängige Korrekturdaten ermitteln. In einem dazu passenden Signalverarbeitungsverfahren werden diese Korrekturdaten dann eingesetzt, um dem Hörbehinderten die akustischen Signale seiner Umwelt in der zielsetzungsgemässen Art aufzubereiten. Im erwähnten Artikel wurden in Verständlichkeitstests mit einer Gruppe von 13 Hörbehinderten bemerkenswerte Verbesserungen der Verständlichkeit nachgewiesen.

Trotz der audiologischen Wirkung kann die lautheitsgesteuerte Verarbeitung in der bisher bekannten Form in der Praxis nicht eingesetzt werden. Wie im erwähnten Artikel beschrieben, erfolgt nämlich die Verarbeitung durch Fouriertransformation kurzer Signalsegmente, Modifikation der Kurzzeitspektren und Rücktransformation der modifizierten Kurzzeitspektren in den Zeitbereich. Infolge der segmentweisen Verarbeitung ergibt sich für das verarbeitete Signal eine Verzögerung von nahezu 20 ms. Bei Verständlichkeitstests spielt diese Verzögerung keine Rolle. In der Praxis, wenn der Hörbehinderte selbst auch spricht und seine eigene Stimme dermassen verzögert wahrnimmt, ist sie jedoch völlig inakzeptabel. Bei dem im erwähnten Artikel beschriebenen Verfahren beträgt die Dauer der einzelnen Segmente 12.8 ms, und dieser Wert kann auch nicht wesentlich unterschritten werden, weil zur Gewinnung eines brauchbaren Kurzzeitspektrums eine minimale Segmentdauer in dieser Grössenordnung unerlässlich ist.

Als Alternative zur segmentweisen Verarbeitung wurde gelegentlich der Ansatz versucht, das akustische Signal in Teilbandsignale aufzuteilen und die einzelnen Teilbandsignale mit separaten Verstärkungswerten zu verarbeiten. Aus praktischen Erprobungen ist bekannt, dass sich beim Aufteilen in bis zu drei Teilbandsignale Verbesserungen erzielen lassen. Eine Aufteilung in mehr Teilbandsignale führt jedoch wieder zu schlechteren Ergebnissen. Ein Grund dafür sind möglicherweise die an den Teilbandgrenzen entstehenden Diskontinuitäten der Übertragungsfunktion. Stellt man der Aufteilung des Signals in drei Teilbandsignale die Frequenzauflösung der Kurzzeitspektren der segmentweisen Verarbeitung gegenüber, so ist auf jeden Fall klar, dass das Potential der segmentweisen Verarbeitung mit dem alternativen Ansatz nicht ausgeschöpft werden kann. Und selbst wenn sich mit dem Aufteilen in mehr Teilbandsignale Wege zu verbesserten Ergebnissen finden liessen, entstünde dabei wiederum das Problem deutlich zunehmender Signalverzögerung.

Ein weiterer Aspekt für das gute Gelingen der lautheitsgesteuerten Signalverarbeitung hat mit dem in der Verarbeitung verwendeten Lautheitsmodell zu tun. Im Gegensatz zu den einfachen Testsignalen verteilt sich die Signalleistung von Sprache, Musik und Geräuschen zeitabhängig und in komplexer Art über ein weites Frequenzintervall. Mit einem Lautheitsmodell wird diesen komplexen Signalen zeitabhängig ein Lautheitswert zugeordnet, der im Idealfall exakt mit der von Normalhörenden empfundenen Lautheit zusammenfällt. Der mit dem Lautheitsmodell ermittelte Wert wird für die zeitabhängige Steuerung der Signalverarbeitung eingesetzt. Das im erwähnten Artikel beschriebene Lautheitsmodell berücksichtigt nebst der Gesamtenergie eines Signalsegments auch die Schwerpunktsfrequenz seines Kurzzeitspektrums. Zur Berechnung der Schwerpunktsfrequenz wird auf Grundlagen von E. Zwicker zurückgegriffen, die in dessen Lehrbuch "Psychoakustik", Springer Verlag, Berlin, 1982, auf den Seiten 51 bis 53 zusammengefasst sind. Aus den Spektrallinien des Kurzzeitspektrums werden in einem ersten Schritt die Energien  $E(z)$  der einzelnen Frequenzgruppen gebildet und anschliessend in Analogie zur Berechnung des Schwerpunkts in der Mechanik zu einer Schwerpunktsfrequenz

$$c = \Sigma z \cdot E(z) / \Sigma E(z) \quad (1)$$

auf der mit  $z$  bezeichneten Barkskala verrechnet. Wollte man dieses Lautheitsmodell mittels Aufteilung des Signals in Teilbandsignale realisieren, so wären zur Verarbeitung einer Bandbreite von 7700 Hz insgesamt 21 Teilbandsignale unterschiedlicher Bandbreite entsprechend den bekannten Frequenzgruppenbreiten zu bilden. Nebst der bereits er-

wählten, stark ansteigenden Signalverzögerung würde dieses Vorgehen auch ausserordentlich grosse rechnerische Ressourcen erfordern. Mit den derzeit verfügbaren Technologien für integrierte Schaltungen ist damit aber, wie auch für den Ansatz mit segmentweiser Verarbeitung, die Umsetzung in ein Hörgerät mit heute üblichen geometrischen Abmessungen und Stromverbrauch ausgeschlossen.

Es ist Aufgabe der vorliegenden Erfindung, ein Verfahren zur lautheitsgesteuerten Verarbeitung akustischer Signale in Schallverarbeitungsgeräten anzugeben, welches insbesondere in Hörgeräten einsetzbar ist. Die vom Hörgerätbenutzer subjektiv empfundene Lautheit soll stets der von Normalhörenden empfundenen Lautheit entsprechen. Insbesondere soll die Signalverzögerung so klein sein, dass ein Hörgerätbenutzer durch die verzögerte Wahrnehmung seiner eigenen Stimme beim Sprechen nicht irritiert wird. Es sollen auch die rechnerischen Ressourcen gegenüber bekannten Verfahren für die lautheitsgesteuerte Verarbeitung akustischer Signale reduziert werden. Weiter soll eine Vorrichtung zur Durchführung des erfindungsgemässen Verfahrens geschaffen werden.

Die Aufgabe wird gelöst durch das Verfahren und die Vorrichtung gemäss den unabhängigen Patentansprüchen.

Im erfindungsgemässen Verfahren erfolgt die Verarbeitung des akustischen Signals ohne Fouriertransformation, also vollständig im Zeitbereich, und auch ohne Aufteilung in Teilbandsignale. Die Besonderheit des erfindungsgemässen Verfahrens liegt darin, dass eine für die Lautheit charakteristische Steuergrösse  $\psi$  auf iterative Weise berechnet und zur Steuerung eines zeitabhängigen Korrekturfilters eingesetzt wird. Mit dem Ausdruck "iterative Berechnungsweise" ist gemeint, dass für die Steuergrösse  $\psi$  zu jedem Abtastzeitpunkt ein neuer Wert berechnet wird, und zwar unter Verwendung von Werten, welche die zu ihrer Berechnung notwendigen Grössen im jeweils vorhergehenden Abtastzeitpunkt aufwiesen. Im Gegensatz zum bekannten segmentweisen Verfahren wird die lautheitsspezifische Steuergrösse also nicht nur als Mittelwert aufeinanderfolgender Signalsegmente, sondern als kontinuierliche Zeitfunktion ermittelt. Die kurze, typischerweise auf 2 ms bemessene Signalverzögerung stellt die für eine zuverlässige Schätzwertbildung über den jeweiligen Gültigkeitszeitpunkt hinaus erforderliche Beobachtungsdauer dar und ist somit, im Gegensatz zum segmentweisen Verfahren, nicht bloss die Folge einer nachteiligen Eigenschaft der gewählten Implementation. Die iterative Berechnungsweise erfolgt im erfindungsgemässen Verfahren mittels besonders effizienter und zugleich origineller Verfahrensschritte.

Das zeitabhängige Korrekturfilter wird dadurch gesteuert, dass Parametern des Korrekturfilters zu jedem Abtastzeitpunkt durch Interpolation mit Hilfe der Steuergrösse  $\psi$  neue Werte zugewiesen werden. Im Gegensatz zum segmentweisen Verfahren, wo die hörbehindertenspezifischen Korrekturdaten als Verstärkungswerte für die einzelnen Spektrallinien eines Kurzzeitspektrums gespeichert sind, werden beim erfindungsgemässen Verfahren für wohldefinierte Werte der Steuergrösse  $\psi$  Koeffizientensätze für Prototypenfilter im voraus bestimmt und gespeichert. Dabei verlaufen die Übertragungsfunktionen dieser Prototypenfilter entlang den entsprechenden Verstärkungswerten, die beim segmentweisen Verfahren für die einzelnen Spektrallinien eines Kurzzeitspektrums bestimmt sind. Zur Charakterisierung der Prototypenfilter werden im erfindungsgemässen Verfahren Koeffizientensätze verwendet, von denen bekannt ist, dass sie sich für eine Interpolation eignen, d.h. dass die durch interpolierte Koeffizienten bestimmte Übertragungsfunktion erwartungsgemäss zwischen den Übertragungsfunktionen verläuft, welche durch die der Interpolation zugrunde liegenden Koeffizientensätze bestimmt sind.

Mit dem erfindungsgemässen Verfahren werden also völlig neue Wege beschritten. Es werden die im erwähnten Artikel von N. Dillier et al. beschriebenen guten Verständlichkeitsergebnisse erzielt. Darüber hinaus reduziert aber das erfindungsgemässe Verfahren die Signalverzögerung auf ca. 2 ms und erreicht zugleich eine drastische Reduktion der rechnerischen Ressourcen. Daher ist es möglich, das erfindungsgemässe Verfahren in einem Hörgerät heute üblicher Bauform umzusetzen.

Die Erfindung betrifft weiter eine Vorrichtung zur Durchführung des erfindungsgemässen Verfahrens. Diese Vorrichtung enthält eine Stufe zur iterativen Berechnung der für die Lautheit charakteristischen Steuergrösse  $\psi$  und eine damit zeitabhängig gesteuerte Korrekturfilterstufe, welche eintreffende akustische Signale zielsetzungsgemäss aufbereitet. Die bereits erwähnte drastische Reduktion der benötigten Verarbeitungsressourcen hat verschiedene Ursachen. Zum einen entfällt bei der iterativen Berechnungsweise die segmentweise Pufferung des Eingangs- und Ausgangssignals. Dann ergibt sich beim Speichern der Koeffizientensätze für die Prototypenfilter auch eine wesentliche Einsparung gegenüber dem Speichern der Verstärkungswerte für die einzelnen Spektrallinien der Kurzzeitspektren.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der Zeichnungen und eines detaillierten Ausführungsbeispiels näher erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 ein Blockdiagramm der lautheitsgesteuerten Verarbeitung im Überblick,
- Fig. 2 ein Blockdiagramm zur Ermittlung der für die Lautheit charakteristischen Steuergrösse,
- Fig. 3 ein Signalflussdiagramm eines rekursiven Digitalfilters,
- Fig. 4 ein Signalflussdiagramm einer einfachen Schätzwertberechnungseinheit,

- Fig. 5 ein Signalflussdiagramm einer Schätzwertberechnungseinheit für die Signalleistung,  
 Fig. 6 und 7 Schemas zur Gewinnung von Tabellenadressen,  
 5 Fig. 8 ein Signalflussdiagramm einer Schätzwertberechnungseinheit für die Schwerpunktsfrequenz,  
 Fig. 9 ein Signalflussdiagramm eines nichtlinearen Glättungsfilters,  
 Fig. 10 ein Diagramm für den Zusammenhang interner Grössen des nichtlinearen Glättungsfilters,  
 10 Fig. 11 ein Schema für eine zweidimensionale Interpolation,  
 Fig. 12 ein Blockdiagramm der Interpolation von Parametern des Korrekturfilters,  
 15 Fig. 13 ein Schema zur Gewinnung von Tabellenadressen und Proportionalgrössen für Interpolationen,  
 Fig. 14 ein Blockdiagramm des zeitabhängigen Korrekturfilters,  
 Fig. 15 ein Signalflussdiagramm eines Kreuzgliedfilters zur Realisierung von Nullstellen,  
 20 Fig. 16 ein Signalflussdiagramm eines Kreuzgliedfilters zur Realisierung von Polstellen,  
 Fig. 17 und 18 Schemas für zweistufige lineare Interpolationen und  
 25 Fig. 19 und 20 Schemas zur Gewinnung von Tabellenadressen und Proportionalgrössen für Interpolationen.

**Figur 1** zeigt den Einsatz des erfindungsgemässen Verfahrens und das Verfahren selbst in einem schematischen Überblick. Ein akustisches Signal wird von einem Mikrofon 1 in ein elektrisches Signal gewandelt, das von einem Signalumsetzer 2 digitalisiert und anschliessend in einem Hochpassfilter 3 von allfälligem Offset und tiefstfrequenten Störsignalkomponenten befreit wird.

Die wesentlichen Schritte des erfindungsgemässen Verfahrens bestehen in der Verarbeitung eines Ausgangssignals  $x$  des Hochpassfilters 3. In einer Verarbeitungsstufe 4 erfolgt die iterative Berechnung der Steuergrösse  $\psi$ . In einer anschliessenden Interpolationsstufe 5 werden damit die Parameter eines zeitabhängigen Korrekturfilters 7 ermittelt und an dieses übergeben. Eine Verzögerungsstufe 6 sorgt hinsichtlich der Filterung mit dem Korrekturfilter 7 für die Synchronisation des Signals  $x$  mit den aus ihm abgeleiteten Filterparameterwerten, indem sie eine entsprechende Signalverzögerung, beispielsweise um 2 ms, bewirkt. Bei einer Abtastrate von 16 kHz wird die Verzögerungsstufe 6 vorteilhafterweise als zyklischer Puffer mit 32 Speicherplätzen ausgelegt.

Das mit dem Korrekturfilter 7 gefilterte Signal  $y$  gelangt zu einem Signalumsetzer 8 und wird dort in ein analoges elektrisches Signal gewandelt. In einer analogen Verstärkerstufe 9 wird es noch mit einem hörbehindertenspezifischen, aber zeitlich konstanten Verstärkungswert  $g_0$  verstärkt und anschliessend einem elektro-akustischen Signalwandler 10 zugeführt. Der Wert von  $g_0$  wird beim Aufbereiten der Koeffizientensätze für die Prototypenfilter bestimmt, und zwar so, dass das in der Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens verwendete 16 Bit breite Zahlenformat möglichst optimal genutzt wird, wobei eine Begrenzung der verarbeiteten Signale infolge der in der Vorrichtung vorausgesetzten Sättigungsarithmetik jedoch nur ausnahmsweise wirksam werden soll.

Wie bereits erwähnt wurde, kann die Lautheit komplexer Signale aufgrund der Gesamtenergie kurzer Signalsegmente und der Schwerpunktsfrequenz ihrer Kurzzeitspektren ermittelt werden. Dabei hängt die Lautheit näherungsweise quadratisch von der auf einer logarithmischen Skala ausgedrückten Signalenergie ab. Wie noch gezeigt wird, lässt sich das Lautheitsmodell im erfindungsgemässen Verfahren mit einer zweidimensionalen linearen Interpolation implementieren. Diese Interpolation liefert genauere Ergebnisse, wenn die Steuergrösse

$$\psi = (\sqrt{L'} - \sqrt{L_{\min}}) / (\sqrt{L_{\max}} - \sqrt{L_{\min}}) \quad (2)$$

eingeführt wird, die folglich näherungsweise linear von der logarithmischen Signalenergie abhängt. Dabei stellt  $L'$  die auf den Wertebereich  $[L_{\min}, L_{\max}]$  begrenzte Lautheit dar, und  $L_{\min}$  und  $L_{\max}$  sind sinnvoll gewählte Minimal- und Maximalwerte der Lautheit, die somit den Arbeitsbereich des Verfahrens definieren, innerhalb dessen das Korrekturfilter aufgrund kleinster Veränderungen der Lautheit stetig nachgeführt wird. Aufgrund der Formel (2) ist  $\psi$  eine auf den

Wertebereich  $[0, 1]$  normierte Steuergrösse, und für Lautheitswerte ausserhalb des Wertebereichs  $[L_{\min}, L_{\max}]$  wird das Korrekturfilter für  $\psi = 0$  bzw. jenes für  $\psi = 1$  eingesetzt.

Das Blockdiagramm in Fig. 2 zeigt etwas detaillierter, wie die Steuergrösse  $\psi$  aus dem Eingangssignal  $x$  gewonnen wird. Verglichen mit dem bekannten segmentweisen Verfahren tritt beim erfindungsgemässen iterativen Signalverarbeitungs-  
 5 verfahren an die Stelle der Signalenergie eines kurzen Signalsegments eine momentane Signalleistung  $q$  und an die Stelle der Schwerpunktsfrequenz seines Kurzzeitspektrums eine momentane Schwerpunktsfrequenz  $c$ . Diese Grössen werden in Verarbeitungsstufen 11-15 ermittelt. Nach einer Verarbeitungsstufe 13 weisen entsprechende Ausgangssignalwerte  $c_r$  und  $q_r$  aufgrund der iterativen Berechnungsart noch eine unerwünschte Streuung auf, die in nachfolgenden Glättungsfiltern 14 und 15 eliminiert wird. Die geglätteten Signale  $c$  und  $q$  werden in einer Verarbeitungsstufe  
 10 16 der bereits erwähnten zweidimensionalen Interpolation zugeführt, wobei die aufeinanderfolgenden Ausgangssignalwerte  $\psi_r$  ebenfalls eine noch unerwünschte Streuung aufweisen, die mit einem nachfolgenden Glättungsfilter 17 eliminiert wird.

Ein wesentlicher Aspekt des erfindungsgemässen Verfahrens liegt in der iterativen Berechnungsart der logarithmischen Signalleistung  $q$  sowie der auf einer Barkskala ausgedrückten Schwerpunktsfrequenz  $c$ , also der Umsetzung  
 15 der Formel (1) in ein iteratives Berechnungsschema. Anstelle der Bildung der frequenzgruppenspezifischen Energien  $E(z)$  wird im erfindungsgemässen Verfahren eine frequenzselektive Gewichtung des Eingangssignals  $x$  mit einem Filter vorgenommen, das im weiteren als Frequenzgruppenfilter bezeichnet wird. Das Frequenzgruppenfilter ist in Fig. 2 als Verarbeitungsstufe 11 dargestellt, und sein Ausgangssignal ist mit  $\phi$  bezeichnet. Seine von der Frequenz  $f$  abhängige Übertragungsfunktion

$$H_{FG}(f) = \sqrt{\Delta f_G(f)} / \sqrt{\Delta f_G(f_N)} \quad (3)$$

ergibt sich aus der Frequenzgruppenbreitelfunktion  $\Delta f_G(f)$ . Der Nenner in Formel (3) bewirkt eine Normierung, wobei  
 25  $f_N$  die Nyquistfrequenz, im Ausführungsbeispiel also 8 kHz, bezeichnet. Die Normierung dient der optimalen Nutzung des im Ausführungsbeispiel vorgegebenen, 16 Bit breiten Festkommazahlenformats. Im Ausführungsbeispiel wird die Übertragungsfunktion  $H_{FG}(f)$  durch ein rekursives Filter 11 zweiter Ordnung approximiert. Die Struktur des Frequenzgruppenfilters 11 ist der Vollständigkeit halber in Fig. 3 illustriert.

Anstelle der Gewichtung der Frequenzgruppenenergien  $E(z)$  mit den Frequenzgruppenindizes  $z$  im Zähler von  
 30 Formel (1) wird im erfindungsgemässen Verfahren eine frequenzselektive Gewichtung des Signals  $\phi$  mit einem Filter vorgenommen, das im weiteren als Barkfilter bezeichnet wird. Das Barkfilter ist in Fig. 2 als Verarbeitungsstufe 12 dargestellt, und sein Ausgangssignal ist mit  $\vartheta$  bezeichnet. Seine Übertragungsfunktion

$$H_B(f) = \sqrt{z(f)} / \sqrt{z(f_N)} \quad (4)$$

ergibt sich aus der Tonheitsfunktion  $z(f)$ . Der Nenner in Formel (4) bewirkt wiederum eine Normierung zum Zwecke  
 einer optimalen Nutzung des vorgegebenen Zahlenformats. Im Ausführungsbeispiel ist die Übertragungsfunktion  $H_B(f)$  ebenfalls durch ein rekursives Digitalfilter 12 zweiter Ordnung approximiert, das wiederum die in Fig. 3 abgebildete Struktur aufweist.

Mit den Signalen  $\vartheta$  und  $\phi$  ist es im erfindungsgemässen Verfahren möglich, die momentane Schwerpunktfrequenz  
 gemäss Formel (1) auf iterative Weise zu berechnen. Dazu wird in einer Verarbeitungsstufe 13 der Quotient ihrer Signalleistungen berechnet.

Zur iterativen Berechnung von Signalleistungen wird im erfindungsgemässen Verfahren auf eine einfache Schätz-  
 45 wertberechnungseinheit erster Ordnung für den zeitlich exponentiell gewichteten Erwartungswert des quadrierten Eingangssignals zurückgegriffen. Eine solche Schätzwertberechnungseinheit ist für den allgemeinen Fall, mit Eingangssignal  $u$  und Ausgangssignal  $v$ , in Fig. 4 dargestellt. In diesem Signalfussdiagramm ergibt sich ein neuer Ausgangssignalwert  $v$  dadurch, dass der Ausgangssignalwert des vorhergehenden Abtastzeitpunkts mit der Konstanten  $(1 - \epsilon)$  multipliziert und zu diesem Produkt das mit dem konstanten Faktor  $\epsilon$  multiplizierte Quadrat des neuen Eingangssignalwertes  $u$  hinzuaddiert wird. Mit der Adaptionkonstanten  $\epsilon$ , für welche  
 50

$$0 < \epsilon \ll 1$$

gilt, lässt sich die Geschwindigkeit steuern, mit der das Ausgangssignal  $v$  der sich verändernden Eingangssignalleistung folgt.

Die einfache Schätzwertberechnungseinheit von Fig. 4 weist die Nachteile auf, dass zur Verarbeitung des quadrierten Eingangssignals ein doppelt breites Zahlenformat erforderlich ist, und dass für die nachfolgenden Berechnungen zusätzlich noch der Logarithmus des Ausgangssignals  $v$  benötigt wird. Beide Aspekte werden im erfindungsgemässen Verfahren auf einfache Art, wie in Fig. 5 gezeigt, durch Einbettung der einfachen Schätzwertberechnungseinheit von Fig. 4 in eine digitale Regelschleife gelöst.

Die Funktionsweise des Signalflussdiagramms in Fig. 5 beruht darauf, dass die Grösse  $v$  auf einen fest vorgegebenen Sollwert geregelt wird. Zu diesem Zweck wird für jeden neu berechneten Signalwert  $v$  die inkrementelle logarithmische Zuwachs- bzw. Abnahmegrösse der Signalleistung bestimmt, welche der Abweichung des Wertes  $v$  vom vorgegebenen Sollwert entspricht. Die gesuchte logarithmische Signalleistung  $p$  ergibt sich in der Folge durch blosses Akkumulieren der aufeinanderfolgenden inkrementellen Veränderungswerte. Für das richtige Funktionieren der Regelschleife ist es notwendig, dass jeder Eingangssignalwert  $x$  mit einem jeweils zum Schätzwert  $p$  passenden Skalierungsfaktor skaliert wird und dass auch die Grösse  $v$  selbst vor dem erneuten Aufdatieren mit einem der Leistungsänderung entsprechenden Justierwert multiplikativ nachgeführt wird. Die Ermittlung sowohl der inkrementellen Änderung wie auch der Skalierungs- und Justierwerte erfolgt im erfindungsgemässen Verfahren zu jedem Abtastzeitpunkt für Werte der Grössen  $v$  und  $p$ , deren Genauigkeit durch Abschneiden auf 6 bzw. 7 Nachkommastellen beschränkt ist. Damit ist der effiziente Einsatz von Tabellen möglich, in denen die 64 bzw. 128 im voraus berechneten, passenden Werte abgespeichert sind. Schliesslich brauchen zur Adressierung der Tabellen dann lediglich, wie in den Fig. 6 und 7 gezeigt, die relevanten Bitfelder aus den Grössen  $v$  und  $p$  extrahiert zu werden. In Fig. 5 ist die Tabelle mit den inkrementellen logarithmischen Leistungsänderungen mit  $\Delta p$  bezeichnet. Zum Einsparen ansonsten separat auszuführender Multiplikationen enthält die Tabelle S in Fig. 5 ferner noch modifizierte Skalierungswerte, die aus den ursprünglichen Skalierungswerten durch Multiplikation mit der Wurzel aus der Konstanten  $\epsilon$  gewonnen wurden. Zum gleichen Zwecke sind die Justierwerte in der mit A bezeichneten Tabelle bereits mit der Konstanten  $(1 - \epsilon)$  multipliziert. Ferner reicht für die Speicherung der Grössen  $v$  und  $p$  sowie aller Tabellenwerte in Fig. 5 das übliche, 16 Bit breite Festkommaformat.

Wie bereits erwähnt wurde, beruht im erfindungsgemässen Verfahren die iterative Berechnung der Schwerpunktsfrequenz auf der Berechnung des Quotienten der Signalleistungen der Signale  $\vartheta$  und  $\phi$ , beispielsweise in der Verarbeitungsstufe 13. Die Berechnung der Signalleistungen wird auf das in Fig. 5 abgebildete Signalflussdiagramm zurückgeführt. Damit ergibt sich für die Berechnung der Schwerpunktsfrequenz das in Fig. 8 dargestellte Signalflussdiagramm. Der untere Teil des Diagramms ist identisch mit der Fig. 5. Er dient der Berechnung der Leistung des Signals  $\phi$ . Der obere Teil dient der Berechnung der Leistung des Signals  $\vartheta$ . Bei dieser Berechnung werden die Skalierungs- und Justierwerte aus dem unteren Schaltungsteil übernommen, wodurch sich das Signalflussdiagramm im oberen Teil gegenüber Fig. 5 vereinfacht. Mit dieser Anordnung ist die optimale Nutzung des Zahlenformats auch für die Berechnung der Leistung des Signals  $\vartheta$  gewährleistet, und die gesuchte Schwerpunktsfrequenz ergibt sich, wie erwähnt, durch Quotientenbildung der beiden Signalleistungen.

Wie in Fig. 8 gezeigt, erfolgt die Berechnung eines aus einem Zähler Z und einem Nenner N gebildeten Quotienten  $Q = Z/N$  anhand der bereits mit einem Justierwert aus der Tabelle A nachgeführten Signalleistungswerten. Das hat den Vorteil, dass die ansonsten benötigte, ungünstige Division signifikant vereinfacht werden kann. In einem auf den vorgegebenen Sollwert normierten Zahlenformat nimmt der Nenner

$$N = 1 + \delta \quad \text{mit} \quad |\delta| \ll 1 \quad (6)$$

nur unwesentlich von 1 verschiedene Werte an, und anstelle der Division durch  $(1 + \delta)$  kann der Quotient

$$Q \approx Z \cdot (1 - \delta) \quad (7)$$

durch Multiplikation des Zählers Z mit  $(1 - \delta)$  angenähert werden.

Wie schon zuvor ausgeführt wurde, kann die Lautheit aus der Signalleistung  $p$  und der Schwerpunktsfrequenz  $c$  ermittelt werden. Die direkte Lösung bestünde darin, die Signalflussdiagramme in den Fig. 5 und 8 einzusetzen und deren Ausgangssignale nach Durchlaufen passender Glättungsfilter der Interpolationsstufe 16 (siehe Fig. 2) zuzuführen. Das erfindungsgemässe Verfahren beinhaltet jedoch eine weitere wesentliche Vereinfachung aufgrund der Tatsache, dass das Frequenzgruppenfilter 11 lediglich eine frequenzselektive Gewichtung des Eingangssignals  $x$  vornimmt. Damit ist es möglich, die Einträge in den ursprünglichen Interpolationstabellen so zu modifizieren, dass für die Steuergrösse  $\psi$  jeweils der gleiche Wert resultiert, wenn anstelle der logarithmischen Signalleistung  $p$  des Eingangssignals  $x$  die logarithmische Signalleistung  $q$  des Signals  $\phi$  zusammen mit den modifizierten Tabellen verwendet wird. Damit entfällt im erfindungsgemässen Verfahren die separate Berechnung der Signalleistung  $p$ , und die Verarbeitungs-

stufe 13 in Fig. 2 umfasst lediglich das in Fig. 8 dargestellte Signalflussdiagramm.

Wie ebenfalls schon erwähnt wurde, weisen die aufeinanderfolgenden Signalwerte der Ausgangssignale der Verarbeitungsstufen 13 und 16 eine unerwünschte Streuung auf, die mit Glättungsfiltern 14, 15 und 17 eliminiert wird. Der Einsatz klassischer, linearer Tiefpassfilter wäre naheliegend, ist aber wegen der damit verbundenen Verzögerungszeiten im erfindungsgemässen Verfahren völlig inakzeptabel. An deren Stelle wird deshalb ein nichtlineares Glättungsfilter gemäss **Fig. 9** eingesetzt, das sich nebst minimaler Verzögerungszeit noch durch wesentlich reduzierten Rechenaufwand auszeichnet. Ein neuer Ausgangswert  $c$  ergibt sich dabei durch Hinzuaddieren einer Korrekturgrösse  $D$  zum Ausgangswert des vorhergehenden Abtastzeitpunkts. Die Korrekturgrösse  $D$  wird aus der Differenz  $d$  ermittelt, die sich aus dem neuen Eingangssignalwert  $c_r$  und dem vorhergehenden Ausgangssignalwert ergibt. Die Grösse  $d$  wird zunächst mit einem konstanten Faktor  $\alpha > 1$  multipliziert. In den Glättungsfiltern 14, 15 und 17 ist der Wert von  $\alpha$  beispielsweise auf 2 bzw. 3 gesetzt, und das Resultat der Multiplikation wird mit einer Sättigungsarithmetik auf den Wertebereich  $[-1, 1]$  begrenzt. Das Produkt  $w$  wird anschliessend quadriert und auf einen Wert  $\beta$  begrenzt, und die Korrekturgrösse  $D$  ergibt sich durch Multiplikation des so errechneten Wertes mit der Grösse  $w$ .

Die Wirkung des nichtlinearen Glättungsfilters, dessen Signalflussdiagramm in Fig. 9 gezeigt ist, wird aus der **Fig. 10** verständlich, welche den Zusammenhang der internen Grössen  $d$  und  $D$  aufzeigt. Zunächst ist zu bemerken, dass diese Glättungsfilter von der Normiertheit der zu filternden Signale Gebrauch machen, dass deren Wertebereich also das Intervall  $[0, 1]$  umfasst. Damit nimmt die Differenz  $d$  Werte aus dem Intervall  $[-1, 1]$  an. Die in Fig. 10 gezeigte Abbildungskurve  $D(d)$  setzt sich aus fünf unterschiedlichen Kurventeilen 27.1-27.5 zusammen. Für betragsmässig kleine Werte der Differenz  $d$ , beispielsweise für  $-0.2 < d < 0.2$ , hängt die Korrekturgrösse  $D$  in der dritten Potenz von der Differenz  $d$  ab; dies entspricht einem ersten Kurventeil 27.1. Die geringfügigen Streuungen aufeinanderfolgender Signalwerte mit Werten aus dem Wertebereich  $[-0.1, 0.1]$  werden damit effizient unterdrückt. Für betragsmässig grössere Werte der Differenz  $d$ , beispielsweise für  $0.2 \leq |d| < 0.5$ , geht die Abbildungskurve  $D(d)$  in linear verlaufende Teile über; dies entspricht einem zweiten und dritten Kurventeil 27.2 und 27.3. Bei signifikanten Veränderungen des Eingangssignals sorgen dieser Teile dafür, dass das Ausgangssignal mit nur minimaler Verzögerung folgt. Ein vierter und fünfter Teil 27.4 und 27.5 der Abbildungskurve, wo eine Begrenzung auf je einen konstanten Wert erfolgt, garantiert schliesslich einen glatten Transitionsverlauf selbst bei extrem unstetigen Veränderungen des Eingangssignals  $d$ .

Mit der gefilterten Schwerpunktsfrequenz  $c$  und der gefilterten Signalleistung  $q$  erfolgt in der Verarbeitungsstufe 16 die Berechnung der Steuergrösse  $\psi$ . Wie bereits erwähnt wurde, erfolgt dieser Vorgang mittels einer zweidimensionalen Interpolation, die in Fig. 11 in einem detaillierten Schema dargestellt ist. Das Schema umfasst drei Tabellen. Die mit  $\psi_0$  bezeichnete Tabelle beinhaltet die Stützpunktwerte für fest vorgegebene Werte der Eingangsgrössen  $c$  und  $q$ . Die beiden anderen, mit  $\partial\psi/\partial c$  und  $\partial\psi/\partial q$  bezeichneten Tabellen enthalten die zu den Stützpunkten passenden Gradientenwerte der Funktion  $\psi(c, q)$  in Richtung der  $c$ - und der  $q$ -Koordinaten. Der Wert der Steuergrösse  $\psi$  für beliebige Eingangssignalwerte  $c$  und  $q$  ergibt sich folglich näherungsweise durch

$$\psi_r = \psi_0(c_i, q_k) + (c - c_i) \cdot (\partial\psi/\partial c)_{ci, qk} + (q - q_k) \cdot (\partial\psi/\partial q)_{ci, qk} \quad (8)$$

wobei  $c_i$  und  $q_k$  die zu  $c$  bzw.  $q$  nächstgelegenen Stützpunktkoordinaten darstellen, die zugleich nicht grösser als  $c$  bzw.  $q$  selbst sind. Aufgrund der auf den Wertebereich  $[0, 1]$  normierten Eingangsgrössen  $c$  und  $q$  lassen sich im erfindungsgemässen Verfahren die Werte  $c_i$  und  $q_k$  sowie  $(c - c_i)$  und  $(q - q_k)$  durch einfaches Ausmaskieren der in Fig. 11 gezeigten Bitfelder aus den Grössen  $c$  und  $q$  ermitteln. Zur Adressierung der Tabellenwerte werden schliesslich die gemäss Fig. 11 zusammengefassten Werte  $c_i$  und  $q_k$  verwendet.

Ein weiterer Aspekt des erfindungsgemässen Verfahrens betrifft die Verwendung optimaler Tabellenwerte in der zweidimensionalen Interpolation. Die Werte der Funktion  $\psi(c, q)$  an den Ecken eines durch aufeinanderfolgende Stützpunktkoordinaten definierten Rechtecks seien schematisch mit  $\psi(c_i, q_k)$ ,  $\psi(c_{i+1}, q_k)$ ,  $\psi(c_i, q_{k+1})$  und  $\psi(c_{i+1}, q_{k+1})$  bezeichnet. Dann werden im erfindungsgemässen Verfahren die Tabellenwerte

$$\psi_0(c_i, q_k) = \psi(c_i, q_k) + [\psi(c_{i+1}, q_k) + \psi(c_i, q_{k+1}) - \psi(c_{i+1}, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_k)]/4 \quad (9)$$

$$(\partial\psi/\partial c)_{ci, qk} = \{[\psi(c_{i+1}, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_{k+1})] + [\psi(c_{i+1}, q_k) - \psi(c_i, q_k)]\}/2 \quad (10)$$

und

$$(\partial\psi/\partial q)_{ci, qk} = \{[\psi(c_{i+1}, q_{k+1}) - \psi(c_{i+1}, q_k)] + [\psi(c_i, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_k)]\}/2 \quad (11)$$

verwendet. Damit werden die unvermeidlichen Interpolationsfehler gleichmässiger verteilt als mit den nahliegenden Tabellenwerten  $\psi(c_i, q_k)$ ,  $[\psi(c_{i+1}, q_k) - \psi(c_i, q_k)]$  und  $[\psi(c_i, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_k)]$ . Wie ebenfalls schon erwähnt wurde, weisen die aufeinanderfolgenden Signalwerte  $\psi_i$  eine unerwünschte Streuung auf, die mit dem Glättungsfilter 17 (vgl. Fig. 2) eliminiert wird. Das Ausgangssignal des Glättungsfilters 17 ist die Steuergrösse  $\psi$ , die in der Interpolationsstufe 5 (vgl. Fig. 1) zum Bestimmen von Filterparametern des Korrekturfilters 7 eingesetzt wird.

Die Interpolationsstufe 5 ist im Blockdiagramm der Fig. 12 detaillierter dargestellt. Die Steuergrösse  $\psi$  gelangt zu einer Verarbeitungsstufe 18, wo aus ihr für die nachfolgenden Interpolationen durch Ausmaskieren der in Fig. 13 gezeigten Bitfelder eine Tabellenadresse  $\psi_a$  und eine Proportionalgrösse  $\psi_f$  gewonnen werden. Eine Verarbeitungsstufe 19 stellt einen 3 Bit breiten Zähler dar, dessen Zählwert mit  $j$  bezeichnet ist. In einer Verarbeitungsstufe 20 wird ein Verstärkungswert  $g$  des Korrekturfilters 7 ermittelt, und in einer Verarbeitungsstufe 21 werden Filterkoeffizienten  $k_j^{(n)}$  und  $k_j^{(p)}$  ermittelt. Der Zählwert  $j$  und die interpolierten Filterparameter  $g$ ,  $k_j^{(n)}$  und  $k_j^{(p)}$ , werden als Gesamtheit mit  $m$  bezeichnet.

Der Zählwert  $j$  und die interpolierten Filterparameter  $g$ ,  $k_j^{(n)}$  und  $k_j^{(p)}$  gelangen zum Korrekturfilter 7, das im Blockdiagramm der Fig. 14 detaillierter dargestellt ist. Es umfasst eine Verstärkerstufe 22, ein Kreuzgliedfilter 24 zur Realisierung von Nullstellen und ein Kreuzgliedfilter 26 zur Realisierung von Polstellen. Der Vollständigkeit halber sind die Strukturen der Kreuzgliedfilter 24 bzw. 26 in den Signalfussdiagrammen der Figuren 15 bzw. 16 ausführlich wiedergegeben.

Zu jedem Abtastzeitpunkt gelangt ein interpolierter Verstärkungswert  $g$  zur Verstärkerstufe 22 (vgl. Fig. 14) und wird mit dem um beispielsweise 2 ms verzögerten Eingangssignal  $x_d$  multipliziert. Die Filterkoeffizienten  $k_j^{(n)}$  bzw.  $k_j^{(p)}$  gelangen zu Verarbeitungsstufen 23 bzw. 25, zu welchen auch der Zählerwert  $j$  geführt wird. Die Verarbeitungsstufen 23 bzw. 25 sind lediglich Schalter, welche die interpolierten Filterkoeffizientenwerte entsprechend dem Zählerwert  $j$  dem richtigen Filterkoeffizienten in den Kreuzgliedfiltern 24 bzw. 26 zuweisen. Den Zählerwerten 0 bis 7 sind die Filterkoeffizienten mit den Indizes 1 bis 8 in aufsteigender Reihenfolge zugeordnet.

Die Interpolationsstufen 20 bzw. 21 (vgl. Fig. 12) sind in den Figuren 17 bzw. 18 detailliert dargestellt. Wie bereits erwähnt wurde, werden die aus den individuellen Lautheitsangaben ermittelten Hörkorrekturdaten im erfindungsge-  
mässen Verfahren als Filterparameter in einer für die Interpolation geeigneten Form abgespeichert. Für die Verstärkung handelt es sich dabei um einen logarithmischen Verstärkungswert

$$\gamma = \gamma_0(\psi_a) + \psi_f \cdot \Delta\gamma(\psi_a) \quad (12)$$

der mit Hilfe der Tabellen  $\gamma_0$  und  $\Delta\gamma$ , wie in Fig. 17 gezeigt, aus den Eingangsgrössen  $\psi_a$  und  $\psi_f$  interpoliert wird. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, dass im vorliegenden Falle einer eindimensionalen Interpolation die Tabelle  $\Delta\gamma$  entfallen und der entsprechende Wert durch Differenzbildung des ausgelesenen Wertes  $\gamma_0$  zum nachfolgend tabellierten Wert jedes Mal neu berechnet werden kann.

Zur Ermittlung des in der Verstärkerstufe 22 benötigten Verstärkungswertes  $g$  werden aus dem Wert  $\gamma$  anschliessend durch Ausmaskieren der in Fig. 19 gezeigten Bitfelder die Adresse  $\gamma_a$  und der Proportionalwert  $\gamma_f$  gewonnen. Mit ihrer Hilfe wird ein Verstärkungswert

$$g = \exp(\gamma_a) + \gamma_f \cdot \Delta \exp(\gamma_a) \quad (13)$$

aus den mit  $\exp$  und  $\Delta \exp$  bezeichneten Tabellen, welche Werte der Exponentialfunktion enthalten, in einer weiteren Interpolation gewonnen. Die Fig. 17 stellt somit ein zweistufiges Interpolationsschema dar, das zur effizienten Ermittlung des benötigten Ausgangswertes wiederum von der Normiertheit der Signalwerte und darauf abgestimmter Tabellen Gebrauch macht.

Im Falle der Filterkoeffizienten werden die hörbehindertenspezifischen Werte in der Form der Log-area-ratio-Koeffizienten abgespeichert. Im Gegensatz zum Verstärkungswert wird zu jedem Abtastzeitpunkt jeweils nur ein Koeffizient der beiden Kreuzgliedfilter 24 und 26 neu bestimmt. Wie bereits erwähnt wurde, steuert der durch die Verarbeitungsstufe 19 dargestellte Modulo-7-Zähler den Auswahlmechanismus. Im zweistufigen Interpolationsschema der Fig. 18 wird darum der drei Bit breite Wert des Zählers mit der Grösse  $\psi_a$  zur aktuellen Tabellenadresse zusammengefügt. Für jedes der beiden Kreuzgliedfilter 24 und 26 ergibt sich der Log-area-ratio-Koeffizient

$$\lambda^{(v)} = \lambda_0^{(v)}(\psi_{a,j}) + \psi_f \cdot \Delta \lambda^{(v)}(\psi_{a,j}) \quad (14)$$

durch Interpolation mit den Tabellen  $\lambda_0^{(v)}$  und  $\Delta \lambda^{(v)}$ , wobei  $v$  für eines der Symbole  $n$  oder  $p$  steht, welche die Kreuz-



gliedfilter 24 und 26 zur Realisierung von Nullstellen bzw. Polstellen unterscheiden.

Die in den Kreuzgliedfiltern 24 und 26 benötigten Filterkoeffizienten  $k_f^{(n)}$  und  $k_f^{(p)}$  werden in einer erneuten Interpolation ermittelt, wobei aus jedem der Log-area-ratio-Koeffizienten  $\lambda$  zunächst wiederum durch Ausmaskieren der in Fig. 20 gezeigten Bitfelder ein Adresswert  $\lambda_a$  und eine Proportionalgrösse  $\lambda_f$  gewonnen werden. Für die Koeffizienten der beiden Kreuzgliedfilter 24 und 26 kann dieser Vorgang wie auch die anschliessende Interpolation selbst nacheinander geschehen, was in Fig. 18 mit dem Multiplexer M angedeutet ist und insbesondere zur Folge hat, dass die mit  $\tanh$  und  $\Delta \tanh$  bezeichneten Tabellen der Tangens-hyperbolicus-Funktion nur einmal abgespeichert sein müssen. Die Filterkoeffizienten

$$k^{(v)} = \tanh(\lambda_a^{(v)}) + \lambda_f^{(v)} \cdot \Delta \tanh(\lambda_a^{(v)}) \quad (15)$$

ergeben sich mit einer weiteren Interpolation, wobei für die effiziente Implementation wiederum von der Normiertheit der Signalgrössen und darauf abgestimmter Tabellen Gebrauch gemacht wird.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass im erfindungsgemässen Verfahren zur lautheitsgesteuerten Verarbeitung akustischer Signale in Schallverarbeitungsgeräten ein zu verarbeitendes akustisches Signal  $x$  vollständig im Zeitbereich verarbeitet wird. Dabei wird ausgehend vom zu verarbeitenden Signal  $x$  laufend eine für die subjektive Lautheitsempfindung Normalhörender charakteristische Steuergrösse  $\psi$  berechnet. Das Eingangssignal  $x$  wird mit einem zeitabhängigen Filter 7 verarbeitet, dessen Parameter mit Hilfe der Steuergrösse  $\psi$  laufend durch Interpolation im voraus berechneter und in Tabellen abgespeicherter anwenderpezifischer Korrekturdaten neu ermittelt und auf den zeitabhängigen Filter 7 angewendet werden. Eine erfindungsgemässe Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens weist eine Verarbeitungsstufe 4 zur iterativen Berechnung der Steuergrösse  $\psi$  und eine damit zeitabhängig gesteuerte Korrekturfilterstufe 7 auf.

## Patentansprüche

1. Verfahren zur lautheitsgesteuerten Verarbeitung akustischer Signale in Schallverarbeitungsgeräten, **dadurch gekennzeichnet**, dass ein zu verarbeitendes akustisches Signal ( $x$ ) vollständig im Zeitbereich verarbeitet wird, indem ausgehend vom zu verarbeitenden Signal ( $x$ ) laufend eine für die subjektive Lautheitsempfindung Normalhörender charakteristische Steuergrösse ( $\psi$ ) berechnet wird und indem das Eingangssignal ( $x$ ) mit einem zeitabhängigen Filter (7) verarbeitet wird, dessen Parameter mit Hilfe der Steuergrösse ( $\psi$ ) laufend durch Interpolation im voraus berechneter und in Tabellen abgespeicherter anwenderpezifischer Korrekturdaten neu ermittelt und auf den zeitabhängigen Filter (7) angewendet werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass das akustische Signal ( $x$ ) auf eine iterative Weise ohne Aufteilung in Teilbandsignale verarbeitet wird.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuergrösse ( $\psi$ ) als Wurzel der auf ein begrenztes Lautheitsintervall normierten Lautheit definiert ist.
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuergrösse ( $\psi$ ) laufend durch eine zweidimensionale Interpolation ermittelt wird, und zwar mit Hilfe zweier iterativ berechneter Grössen, von denen eine erste iterativ berechnete Grösse ( $p$ ) ein auf einer logarithmischen Skala ausgedrückter Schätzwert für die momentane Signalleistung und eine zweite iterativ berechnete Grösse ( $c$ ) ein auf einer Barkskala ausgedrückter Schätzwert für die Schwerpunktsfrequenz der momentanen Signalleistungsverteilung sind.
5. Verfahren nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, dass die erste iterativ berechnete Grösse ( $p$ ) mit Hilfe einer in eine digitale Regelschleife eingebetteten, iterativen Schätzwertberechnungseinheit erster Ordnung für einen zeitlich exponentiell gewichteten Erwartungswert des quadrierten Eingangssignals ermittelt wird.
6. Verfahren nach Anspruch 4 oder 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass die zweite iterativ berechnete Grösse ( $c$ ) durch Division eines iterativ ermittelten Dividenten durch einen iterativ ermittelten Divisor berechnet wird, wobei der Divisor ein Schätzwert für die momentane Leistung des mit einem Frequenzgruppenfilter gewichteten Signals ( $\phi$ ) und der Divident ein Schätzwert für die momentane Leistung des Signals ( $\theta$ ) ist, welches darüber hinaus noch mit einem Barkfilter gewichtet ist, wobei die Übertragungsfunktion des Frequenzgruppenfilters der Wurzel einer normierten Frequenzgruppenbreitenfunktion und jene des Barkfilters der Wurzel einer normierten Tonheitsfunktion

entsprechen.

7. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass sowohl der Divisor als auch der Dividend mit Hilfe einer in eine digitale Regelschleife eingebetteten, iterativen Schätzwertberechnungseinheit erster Ordnung für einen zeitlich exponentiell gewichteten Erwartungswert des quadrierten Eingangssignals ermittelt werden, wobei die Einheit zur Ermittlung des Dividenden die Regelsignale von jener des Divisors bezieht und auf ihre Signale anwendet.
8. Verfahren nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Division anhand der geregelten Schätzwertgrößen berechnet und durch eine Multiplikation mit  $(1 - \delta)$  angenähert wird, wobei 1 den Sollwert darstellt und  $|\delta| \ll 1$  gilt.
9. Verfahren nach einem der Ansprüche 5-8, **dadurch gekennzeichnet**, dass die zur Regelung der iterativen Schätzwertberechnungseinheit benötigten Skalierungsgrößen sowie die zur Nachführung des logarithmischen Schätzwertes benötigten inkrementellen Änderungswerte aus im voraus abgespeicherten Tabellen (S, A,  $\Delta p$ ) ausgelesen werden.
10. Verfahren nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Auslesen aus auf solche Weise organisierten Tabellen erfolgt, dass sich die Tabellenindizes zum Auffinden der gesuchten Größen durch einfaches Ausmaskieren von Bitfeldern aus der noch unregelmässigen Schätzwertgrösse (v) und der logarithmischen Schätzwertgrösse (p) gewinnen lassen.
11. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-3, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuergrösse ( $\psi$ ) laufend durch eine zweidimensionale Interpolation ermittelt wird, und zwar mit Hilfe zweier iterativ berechneter Größen, von denen eine erste iterativ berechnete Grösse (q) ein auf einer logarithmischen Skala ausgedrückter Schätzwert für die momentane Leistung eines mit einem Frequenzgruppenfilter gewichteten Signals ( $\phi$ ) ist, wobei die Gewichtung durch Änderung der Einträge in der ursprünglichen Interpolationstabelle kompensiert wird, und eine zweite iterativ berechnete Grösse (c) ein auf einer Barkskala ausgedrückter Schätzwert für die Schwerpunktsfrequenz der momentanen Signalleistungsverteilung ist.
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 4-11, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Steuergrösse ( $\psi$ ) und/oder die erste iterativ berechnete Grösse (p bzw. q) und/oder die zweite iterativ berechnete Grösse (c) mit einem nichtlinearen Filter geglättet werden, und zwar derart, dass sich ein neuer Ausgangswert durch Addition eines Korrekturwertes (D) zum vorherigen Ausgangswert ergibt, dass sich dieser Korrekturwert (D) aus der Differenz (d) zwischen neuem Eingangssignal und vorherigem Ausgangssignal berechnet und dass der Korrekturwert (D) für kleine Betragswerte ( $|d|$ ) der Differenz (d) in der dritten Potenz von dieser Differenz (d) abhängt, für mittlere Betragswerte ( $|d|$ ) der Differenz (d) linear von dieser Differenz (d) abhängt und für grosse Betragswerte ( $|d|$ ) der Differenz (d) konstant ist.
13. Verfahren nach einem der Ansprüche 4-12, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Interpolation der Steuergrösse ( $\psi$ ) mit derart organisierten Tabellen erfolgt, dass sowohl der Tabellenindex zum Auffinden des Stützpunktwertes und der inkrementellen Zuwachsgrößen in beiden Dimensionen als auch die Proportionalgrößen, mit denen die inkrementellen Zuwachsgrößen vor der Addition zum Stützpunktwert multipliziert werden, durch einfaches Ausmaskieren von Bitfeldern aus den iterativ berechneten Größen (p bzw. q; c) gewinnbar sind.
14. Verfahren nach Anspruch 13, **dadurch gekennzeichnet**, dass in den Tabellen zur zweidimensionalen Interpolation der Steuergrösse ( $\psi$ ) optimierte Werte gemäss den Formeln

$$\psi_0(c_i, q_k) = \psi(c_i, q_k) + [\psi(c_{i+1}, q_k) + \psi(c_i, q_{k+1}) - \psi(c_{i+1}, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_k)]/4 \quad (9)$$

$$(\partial\psi/\partial c)_{c_i, q_k} = \{[\psi(c_{i+1}, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_{k+1})] + [\psi(c_{i+1}, q_k) - \psi(c_i, q_k)]\}/2 \quad (10)$$

und

$$(\partial\psi/\partial q)_{c_i, q_k} = \{[\psi(c_{i+1}, q_{k+1}) - \psi(c_{i+1}, q_k)] + [\psi(c_i, q_{k+1}) - \psi(c_i, q_k)]\}/2 \quad (11)$$

verwendet werden.

15. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-14, **dadurch gekennzeichnet**, dass die zur Interpolation der anwenderspezifischen Korrekturdaten in Tabellen gespeicherten Werte als Verstärkungswerte im logarithmischen Bereich und als Filterkoeffizienten im Log-Area-Ratio-Bereich abgelegt sind.
16. Verfahren nach Anspruch 15, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Interpolation der anwenderspezifischen Korrekturdaten mit derart organisierten Tabellen erfolgt, dass der Tabellenindex zum Auffinden des Stützpunktwertes sowie der Tabellenindex zum Auffinden der Proportionalgrösse, mit der die Differenz zwischen dem nächstfolgenden Stützpunktwert und dem Stützpunktwert selbst vor der Addition zum Stützpunktwert multipliziert wird, durch einfaches Ausmaskieren von Bitfeldern aus der Steuergrösse ( $\psi$ ) gewonnen werden.
17. Verfahren nach Anspruch 15 oder 16, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Verstärkungswert aus dem interpolierten logarithmischen Verstärkungswert und die Filterkoeffizienten aus den interpolierten Log-Area-Ratio-Koeffizienten wieder durch Interpolation mit abgespeicherten Tabellen der Exponentialfunktion und der Tangenshyperbolicusfunktion sowie Tabellen der inkrementellen Zuwachsgrössen dieser Funktionen ermittelt werden.
18. Verfahren nach Anspruch 17, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Interpolation mit derart organisierten Tabellen erfolgt, dass sich die Tabellenindizes zum Auffinden der Stützpunktwerte und der inkrementellen Zuwachsgrössen sowie die Proportionalgrössen, mit denen die inkrementellen Zuwachsgrössen vor der Addition zu den Stützpunktwerten multipliziert werden, durch einfaches Ausmaskieren von Bitfeldern des interpolierten Verstärkungswertes und der interpolierten Log-Area-Ratio-Koeffizienten gewonnen werden.
19. Verfahren nach einem der Ansprüche 15-18, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Verstärkungswert in jedem Abtastintervall und von den Filterkoeffizienten in jedem Abtastintervall jeweils nur die Koeffizienten eines Pol-/Nullstellenpaares neu ermittelt werden, wobei für die Erneuerung der Filterkoeffizienten eine feste, gleichmässige Reihenfolge gilt.
20. Verfahren nach einem der Ansprüche 1-19, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Eingangssignal zum vorgenannten zeitabhängigen Filter derart verzögert wird, dass die über die Berechnung der vorgenannten Grösse ( $\psi$ ) stets neu ermittelten Filterkoeffizienten und Verstärkungswerte zeitgerecht auf das der Berechnung zugrunde liegende Signal angewendet werden.
21. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, **gekennzeichnet durch** eine Verarbeitungsstufe (4) zur iterativen Berechnung der Steuergrösse ( $\psi$ ) und eine damit zeitabhängig gesteuerte Korrekturfilterstufe (7).
22. Vorrichtung nach Anspruch 21, **gekennzeichnet durch** eine zweidimensionale Interpolationsstufe (16) zur Ermittlung der Steuergrösse ( $\psi$ ) aus einer Signalleistung ( $q$ ) und einer Schwerpunktsfrequenz ( $c$ ).
23. Vorrichtung nach Anspruch 21 oder 22, **gekennzeichnet durch** ein Frequenzgruppenfilter (11) und ein Barkfilter (12) zur Ermittlung von gefilterten Signalen ( $\varphi$ ,  $\vartheta$ ) aus einem Eingangssignal ( $x$ ).
24. Vorrichtung nach Anspruch 23, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Frequenzgruppenfilter und das vorgenannte Barkfilter als Rekursiv-filter ausgelegt sind.
25. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 21-24, **gekennzeichnet durch** eine Schätzwertberechnungseinheit (13) zur Berechnung der Signalleistung ( $q$ ) und der Schwerpunktsfrequenz ( $c$ ) aus den gefilterten Eingangssignalen ( $\varphi$ ,  $\vartheta$ ).
26. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 21-25, **gekennzeichnet durch** Glättungsfilter (14, 15, 17) zur Eliminierung unerwünschter Streuung aufeinanderfolgender Signalwerte ( $c_r$ ,  $q_r$ ,  $\psi_r$ ).
27. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 21-26, **gekennzeichnet durch** eine Serieschaltung einer Verstärkungsstufe (22), einer Kreuzgliedfilterstufe (24) zur Realisierung von Nullstellen und einer Kreuzgliedfilterstufe (26) zur

## EP 0 820 212 A2

Realisierung von Polstellen.

28. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 21-27, **gekennzeichnet durch** zweistufige Interpolationsstufen zur Ermittlung des Verstärkungswertes ( $g$ ) und der Koeffizienten ( $k_j^{(n)}$  und  $k_j^{(p)}$ ) des Korrekturfilters (7) aus der Steuergrösse ( $\psi$ ).

29. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 21-28, **gekennzeichnet durch** eine Signalverzögerungseinheit (6) zur Synchronisation des Eingangssignals ( $x$ ) hinsichtlich der Verarbeitung mit dem Korrekturfilter (7), dessen Filterparameter aus dem Eingangssignal ( $x$ ) abgeleitet werden.

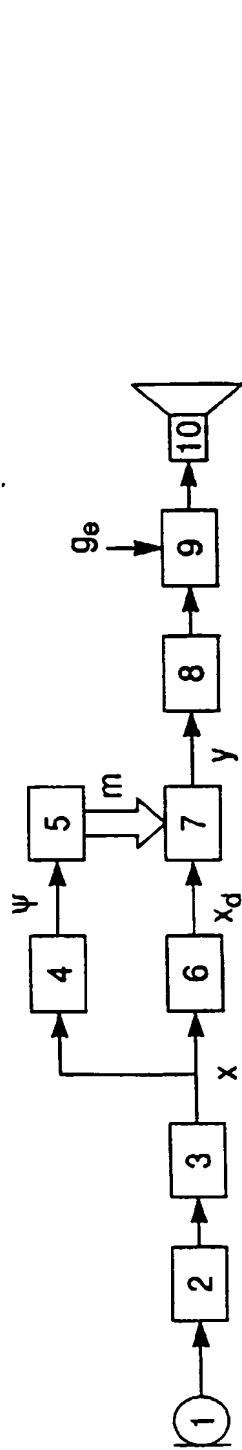


Fig. 1

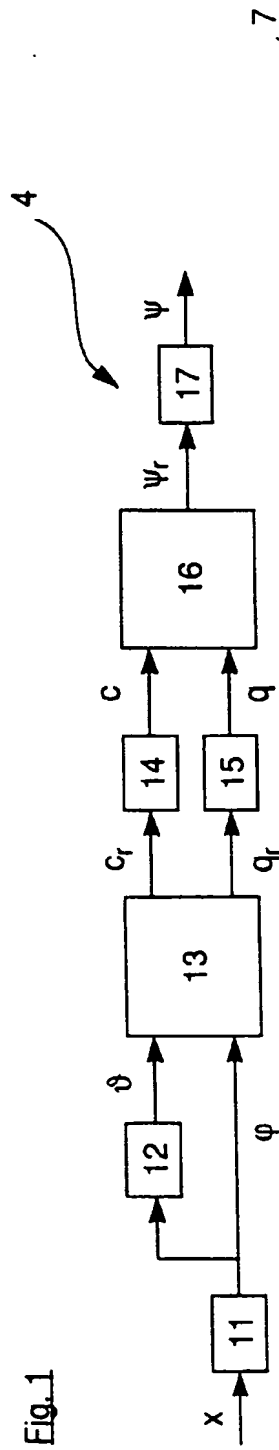


Fig. 2

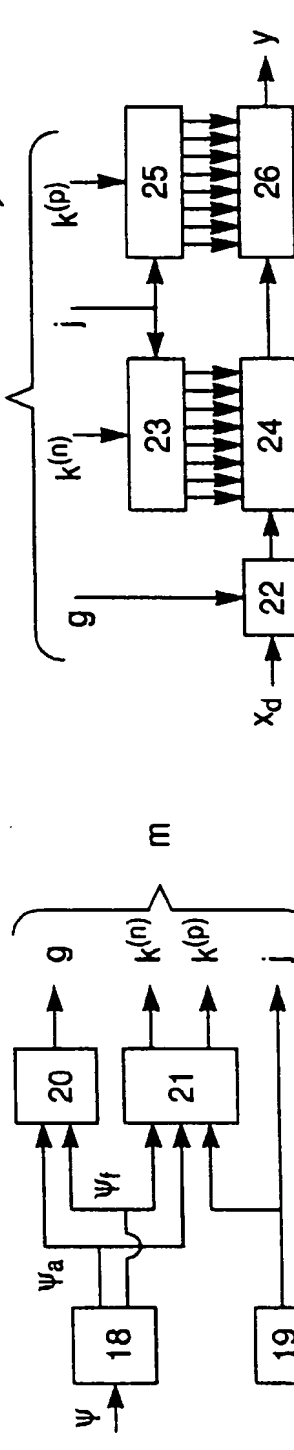


Fig. 3

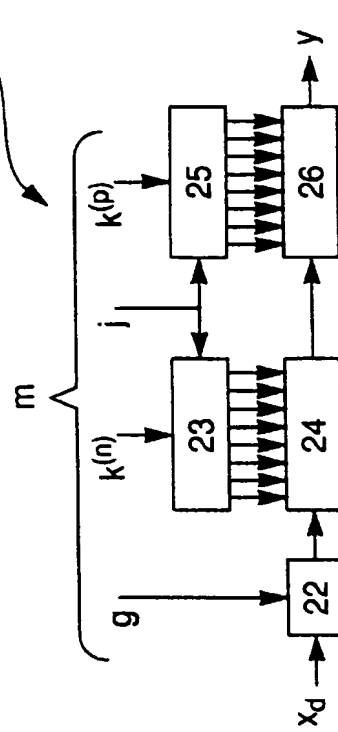


Fig. 4

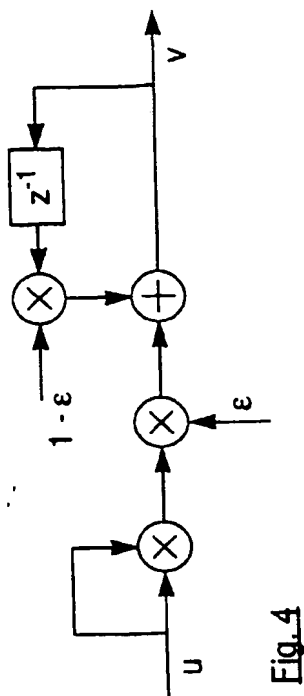


Fig. 4

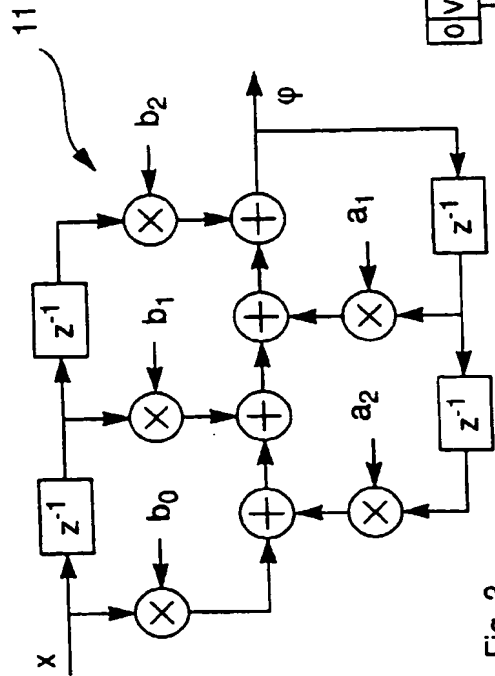


Fig. 3

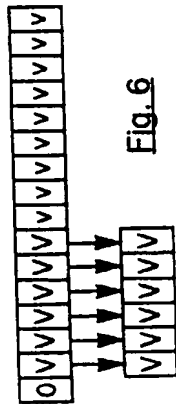


Fig. 6

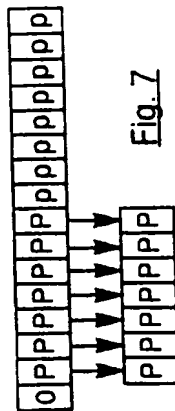


Fig. 7

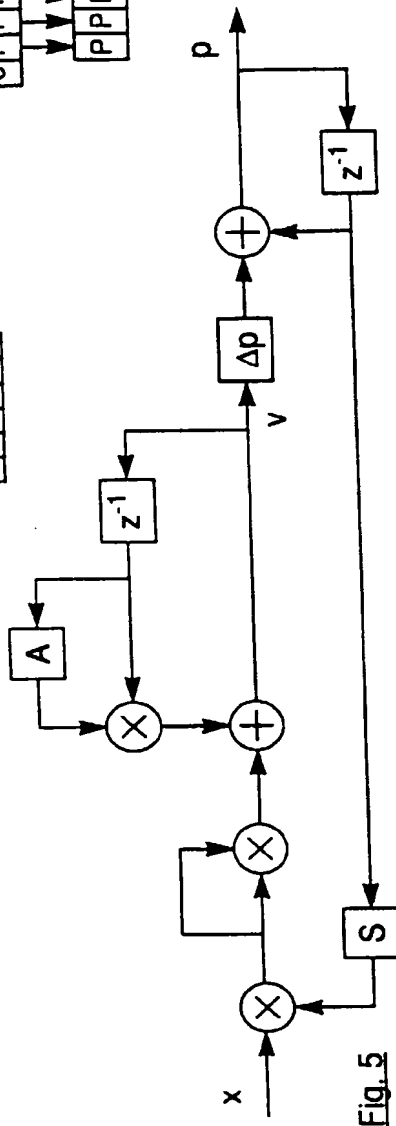
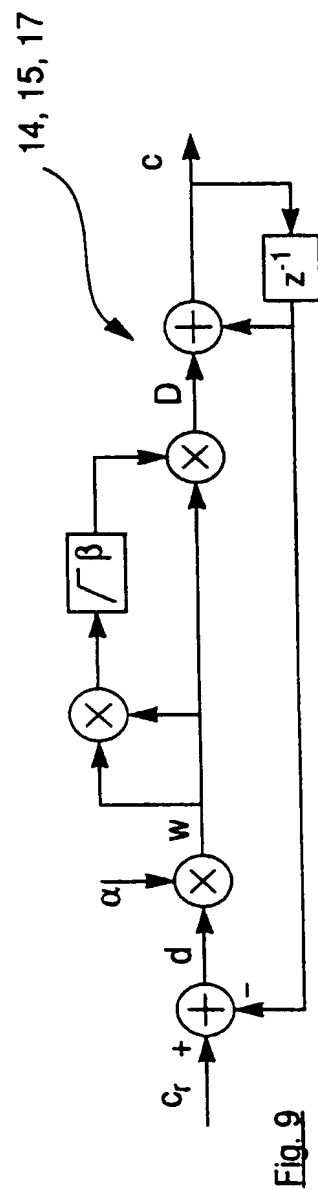
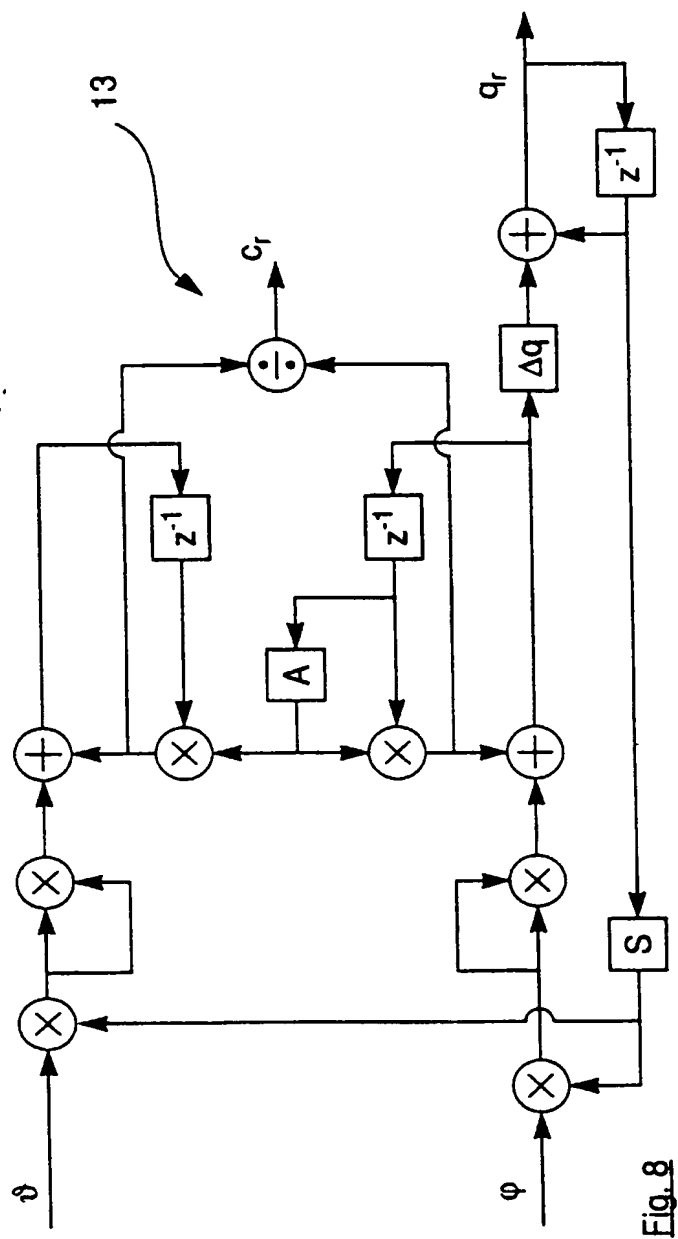


Fig. 5



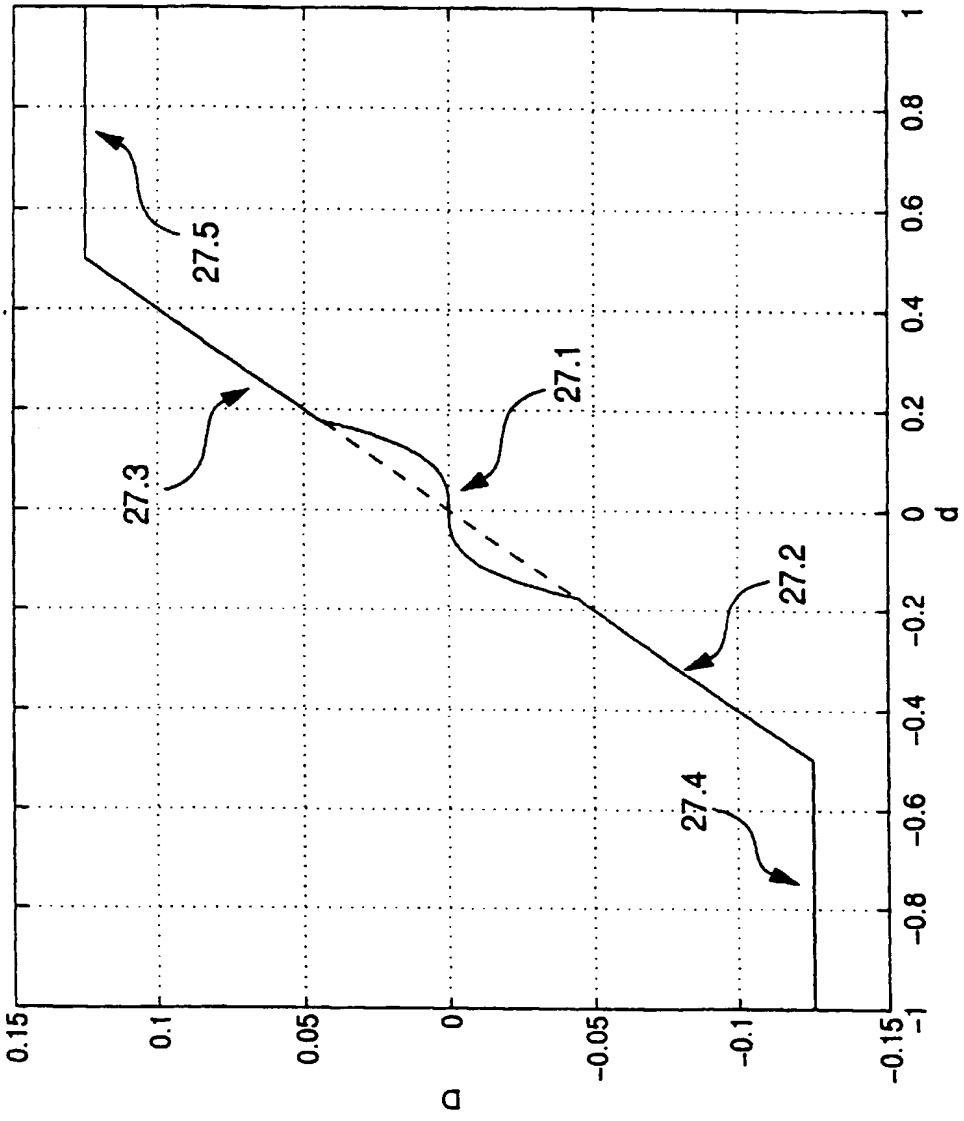


Fig. 10



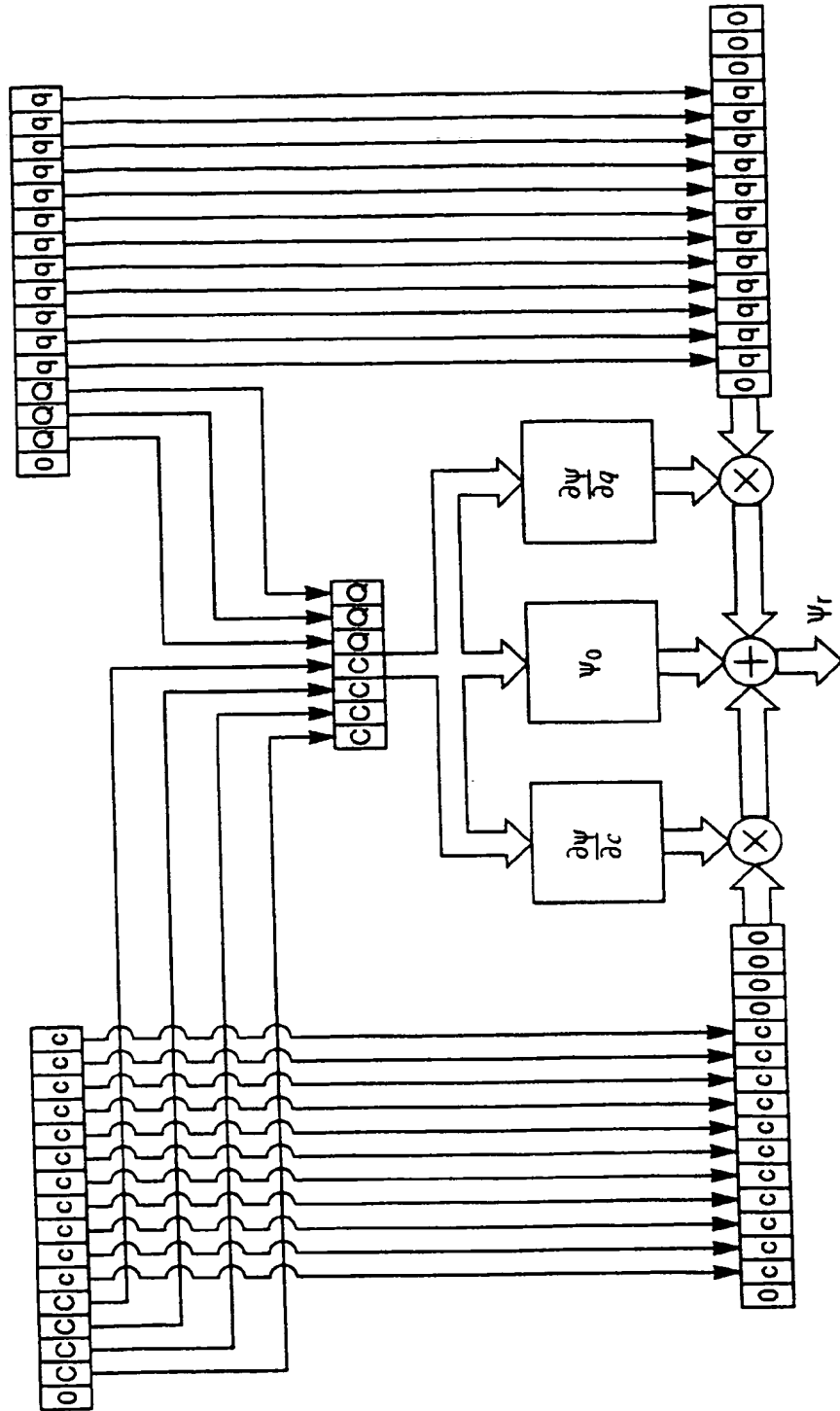


Fig. 11

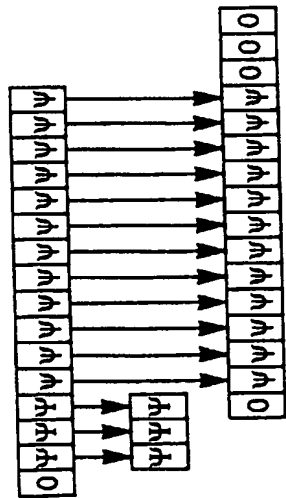


Fig. 13

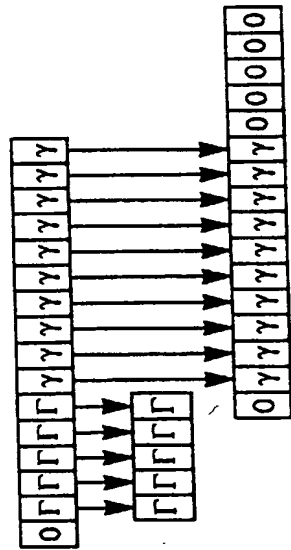


Fig. 19

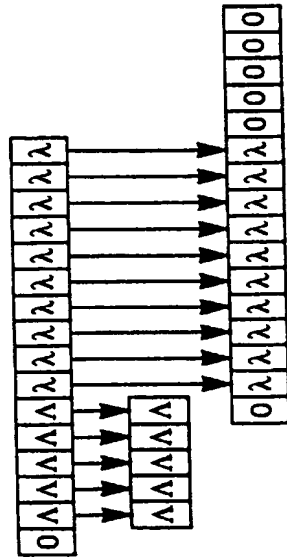


Fig. 20

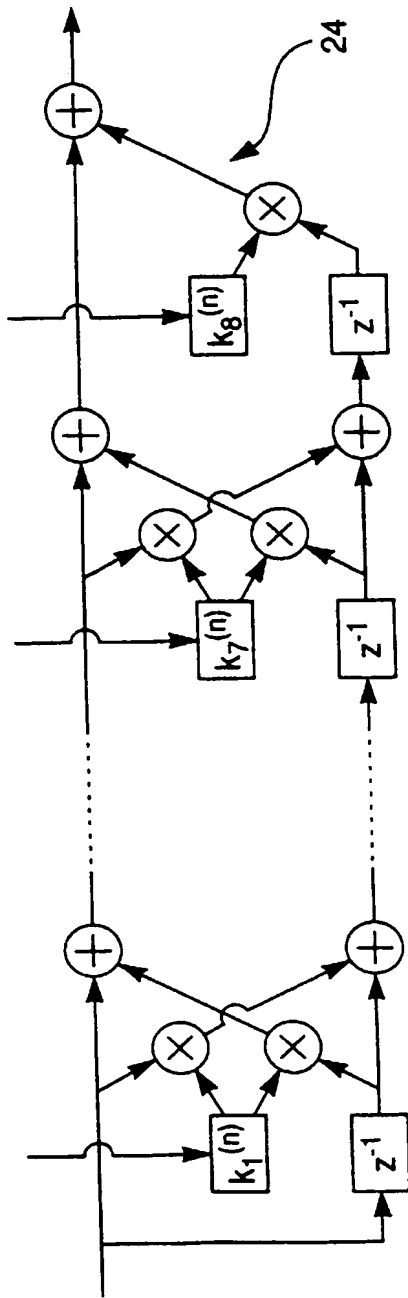


Fig. 15

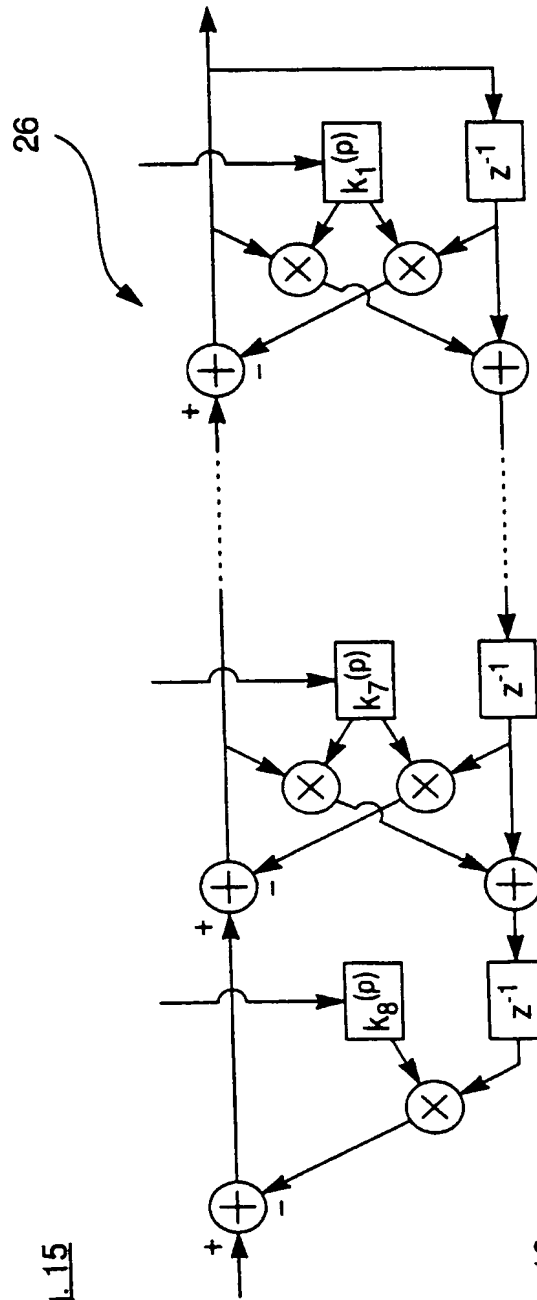


Fig. 16

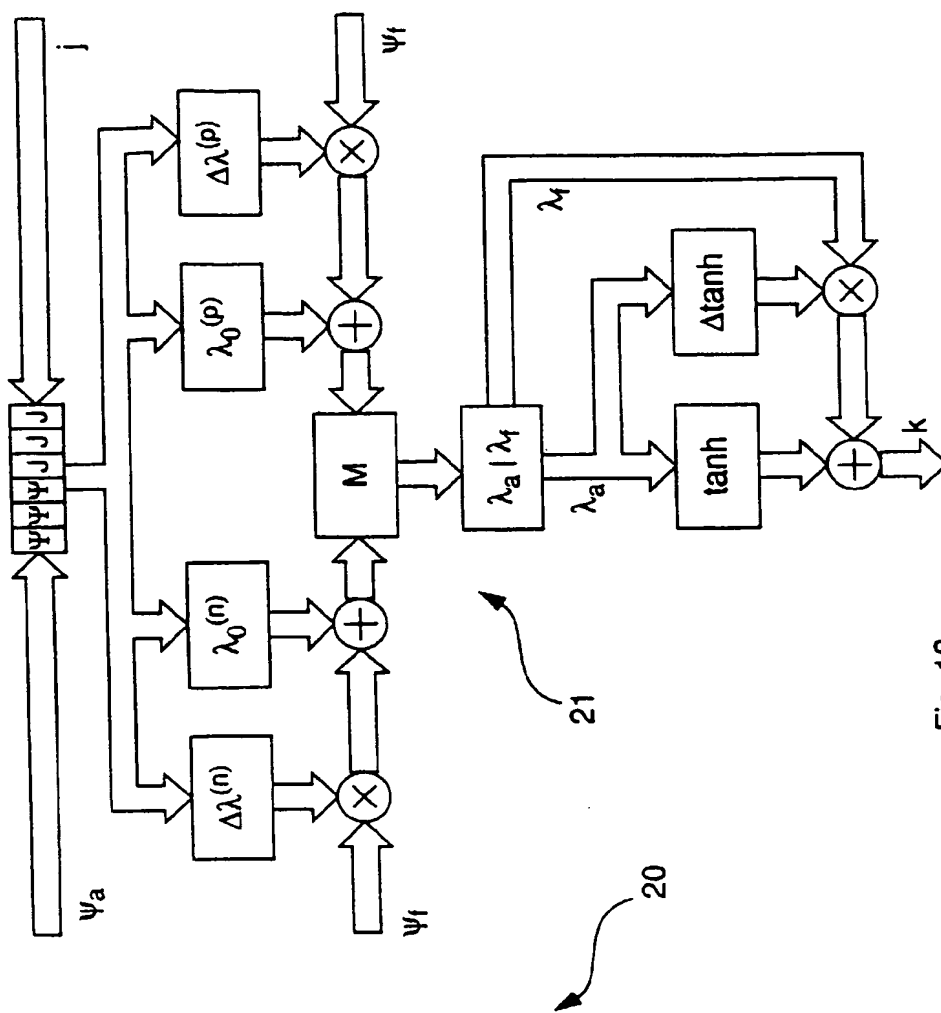


Fig. 18

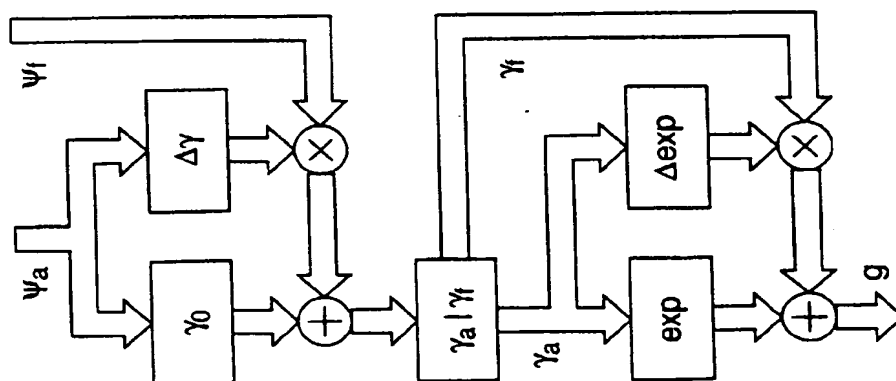


Fig. 17